



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001245477 A**(43) Date of publication of application: **07.09.01**

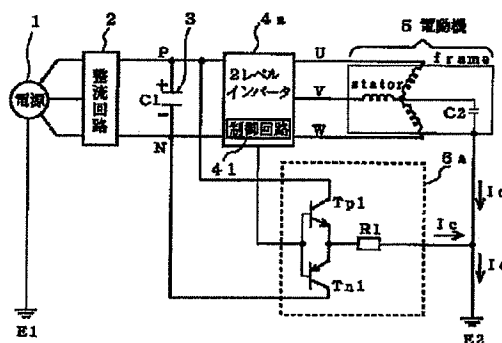
(51) Int. Cl.

**H02M 7/48****H02M 7/12****H02M 7/219**(21) Application number: **2000052469**(71) Applicant: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**(22) Date of filing: **28.02.00**(72) Inventor: **MIYANO KENSUKE****(54) POWER CONVERTER****(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To reduce the common mode noise of a power converter.

**SOLUTION:** In a control circuit 41 for controlling the main circuit of a two-level inverter 4a, the common mode noise is calculated on the basis of a switching pattern for controlling the gate of the semiconductor element of the main circuit, a noise reduction circuit 6a input by the calculated result outputs  $I_c$  so as to cancel a common mode noise current  $I_0$  flowed from an electrostatic capacity C2 to be reduced so that a common mode noise current  $I_e$  is substantially zero.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO



S:平滑用コンデンサ  
 6a:ノイズ低減回路  
 P, N:直流母線  
 U, V, W:交流出カライン

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-245477

(P2001-245477A)

(43)公開日 平成13年9月7日(2001.9.7)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーム(参考)

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 7/48

M 5 H 0 0 6

7/12

7/12

M 5 H 0 0 7

6 0 1

6 0 1 D

7/219

7/219

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 12 頁)

(21)出願番号

特願2000-52469(P2000-52469)

(22)出願日

平成12年2月28日(2000.2.28)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 宮野 健介

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100073759

弁理士 大岩 増雄

Fターム(参考) 5H006 AA01 CA01 CB01 CC08

5H007 AA01 BB06 CA01 CB05 CC23

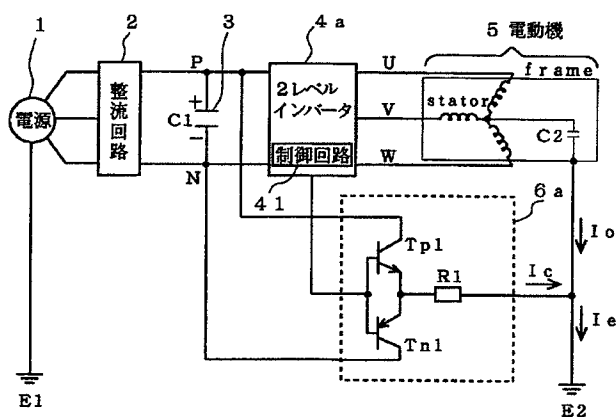
EA02

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【要約】

【課題】 電力変換器のコモンモードノイズを低減する。

【解決手段】 2レベルインバータ4aの主回路を制御する制御回路41において、主回路の半導体素子のゲートを制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、この演算結果が入力されたノイズ低減回路6aは静電容量C2から流れるコモンモードノイズ電流I0をキャンセルするようIcを出力してコモンモードノイズ電流Ieがほぼ0になるよう低減する。



3:平滑用コンデンサ  
6a:ノイズ低減回路  
P, N:直流母線  
U, V, W:交流出力ライン

**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 高速スイッチングを行う3相のインバータを含む電力変換装置において、上記インバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換器出力のコモンモードノイズを低減する手段を設けたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 請求項1記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段は、インバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換装置の負荷に流れるコモンモードノイズを低減する手段としたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項3】 高速スイッチングを行う3相のコンバータを含む電力変換装置において、上記コンバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換器の出力のコモンモードノイズを低減する手段を設けたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項4】 請求項3記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段は、コンバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じてコンバータ入力側の変圧器に流れるコモンモードノイズを低減する手段としたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項5】 請求項1～4のいずれか1項に記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段での演算は、3相のスイッチングパターンから中性点電位を求め、求めた中性点電位の時間変化が正のときには正のパルスを、負のときには負のパルスを発生する演算手段とし、この発生したパルスに基づいてコモンモードノイズを低減するようにしたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項6】 請求項1～4のいずれか1項に記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段での演算は、3相のスイッチングパターンから中性点電位を求め、求めた中性点電位の時間変化が正のときには正のパルスを、負のときには負のパルスを発生すると共に、その正・負パルスの波高値は上記時間変化時の中性点電位変化の大きさに応じた波高値とする演算手段とし、上記発生したパルスに基づいてコモンモードノイズを低減するようにしたことを特徴とする電力変換装置。

**【発明の詳細な説明】****【0001】**

【発明の属する技術分野】 本発明は、高速スイッチングを行う3相のインバータ／コンバータを含む電力変換装置に関するもので、特に、コモンモードノイズを低減するようにした電力変換装置に関する。

**【0002】**

【従来の技術】 例えば図19に示す「特開平9-266

677号公報」に記されたノイズ低減回路では、電力ラインの漏れ電流（零相電流）を電流検出器7で検出し、ノイズ低減回路6により、電動機5からの漏れ電流を低減するものである。

【0003】 また、例えば「特開平10-94244号公報」に記されたノイズ低減回路では、インバータの3相出力をコンデンサで分圧してコモンモードの電圧を検出し、検出したコモンモードの電圧を用いてノイズを低減するものである。

**【0004】**

【発明が解決しようとする課題】 このように、従来のノイズ低減回路には電力ラインの漏れ電流（零相電流）を検出する手段、もしくは3相出力のコモンモード電圧を検出する手段を含んでいた。漏れ電流やコモンモード電圧を検出する検出器が存在すると、回路構成が複雑になり、装置の大型化も招くほか、配線を含む検出器の部分にノイズが重畳するとノイズ低減回路としてうまく動作しない場合も考えられる。

【0005】 また、高速にスイッチングするIGBT（絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ）素子等を用いたインバータ／コンバータシステムでは、発生するコモンモードノイズも高速（高周波）となるため、制御遅れ等の問題から検出部分にフィルターを追加することは困難である。また、漏れ電流やコモンモード電圧を検出する検出器も高速応答の高精度ものが要求されるため高価となる。

【0006】 そこで、本発明では電力ラインの漏れ電流（零相電流）、もしくはコモンモード電圧等を検出する手段を付加することなくノイズ低減を行い、低コスト、小型化及び高性能化を図った電力変換装置を得ることを目的とする。

**【0007】**

【課題を解決するための手段】 （1）この発明の請求項1の電力変換器によれば、高速スイッチングを行う3相のインバータを含む電力変換装置において、上記インバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換器出力のコモンモードノイズを低減する手段を設けたものである。

【0008】 （2）この発明の請求項2の電力変換器によれば、請求項1記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段は、インバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換装置の負荷に流れるコモンモードノイズを低減する手段としたものである。

【0009】 （3）この発明の請求項4の電力変換器によれば、高速スイッチングを行う3相のコンバータを含む電力変換装置において、上記コンバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノ

イズを演算し、その演算結果に応じて上記電力変換器の出力のコモンモードノイズを低減する手段を設けたものである。

【0010】(4) この発明の請求項4の電力変換器によれば、請求項3記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段は、コンバータの主回路を制御するスイッチングパターンに基づいてコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じてコンバータ入力側の変圧器に流れるコモンモードノイズを低減する手段としたものである。

【0011】(5) この発明の請求項5の電力変換器によれば、請求項1～4のいずれか1項に記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段での演算は、3相のスイッチングパターンから中性点電位を求め、求めた中性点電位の時間変化が正のときには正のパルスを、負のときには負のパルスを発生する演算手段とし、この発生したパルスに基づいてコモンモードノイズを低減するようにしたものである。

【0012】(6) この発明の請求項6の電力変換器によれば、請求項1～4のいずれか1項に記載の電力変換装置において、コモンモードノイズ低減手段での演算は、3相のスイッチングパターンから中性点電位を求め、求めた中性点電位の時間変化が正のときには正のパルスを、負のときには負のパルスを発生すると共に、そ\*

U相:  $(US1, US2) = (ON, OFF)$  の時「+Ed」

$(US1, US2) = (OFF, ON)$  の時「-Ed」

V相:  $(VS1, VS2) = (ON, OFF)$  の時「+Ed」

$(VS1, VS2) = (OFF, ON)$  の時「-Ed」

W相:  $(WS1, WS2) = (ON, OFF)$  の時「+Ed」

$(WS1, WS2) = (OFF, ON)$  の時「-Ed」

【0016】ここで、 $Out U, V, W$ の出力電圧を $V_u, V_v, V_w$ とすると、3相PWMインバータの特徴として $(V_u, V_v, V_w) = (+Ed, +Ed, -Ed)$ のように3相出力の合計が0にならないため、3相出力の中性点電位 $= (V_u + V_v + V_w) / 3$ はコモンモード電圧として、電動機ステータコイルの中性点を変動させる。

【0017】図3にPWM制御時のU、V、W相のパルスパターン(出力電圧)例、及びその時のU-V線間電圧波形と3相出力の中性点電圧波形を示す。

ここで、 $V_u = U(R)$  相電圧

$V_v = V(S)$  相電圧

$V_w = W(T)$  相電圧

とする。図3から、3相出力の中性点電位 $(V_0 = (V_u + V_v + V_w) / 3)$ はほぼ下記パターンのように「 $2/3Ed$ 」の電位変化を繰り返していることがわかる。…「-Ed」→「 $-1/3 \cdot Ed$ 」→「 $+1/3 \cdot Ed$ 」→「+Ed」→「 $+1/3 \cdot Ed$ 」→「 $-1/3 \cdot Ed$ 」→「-Ed」…

【0018】上記のように中性点電位 $V_0$ は常に変化し

\*の正・負パルスの波高値は上記時間変化時の中性点電位変化の大きさに応じた波高値とする演算手段とし、上記発生したパルスに基づいてコモンモードノイズを低減するようにしたものである。

【0013】

【発明の実施の形態】実施の形態1. 図1、図2、図3及び図4を用いて実施の形態1を説明する。図1に示すインバータ装置は、交流電源1(単相でも3相でも可)に接続された交流を直流に変換する整流回路2と、整流回路の出力である直流母線P、Nの両端に接続された平滑用コンデンサ3と、直流母線P、Nに接続された3相の2レベルインバータ4aと、インバータの出力に接続された3相の交流電動機5と、ノイズ低減回路6aから成る。

【0014】3相の2レベルインバータ4aの内部回路図を図2に示す。3相の2レベルインバータ4aは、6個のスイッチング素子によって構成され、任意の3相交流出力を得るためにPWM制御が行われる。図2において、直流母線P、Nの中間電位を仮想中性点としてレベル0とし、P電位を $+Ed$ 、N電位を $-Ed$ (マイナス $Ed$ )とすると、2レベルインバータ4aの各相出力は下記となる。

【0015】

ながら電動機ステータコイルの中性点を変動させるため、電動機ステータコイルの中性点とフレーム(アース電位)間の静電容量(図1のC2)を充放電し、漏れ電流 $I_0 = C2 \cdot dV_0 / dt = C2 \cdot (2/3 \cdot Ed) / dt$ が流れる。漏れ電流 $I_0$ はアース $E2 \rightarrow E1 \rightarrow$ 電源とアース系統を含めた電力ラインを環流し、コモンモードノイズを発生させる。

【0019】図4に中性点電位 $V_0 = (V_u + V_v + V_w) / 3$ 、漏れ電流 $I_0$ の波形を示す。中性点電位 $V_0$ の時間変化 $dV_0 / dt$ が正の時には漏れ電流 $I_0$ も正、 $V_0$ の時間変化 $dV_0 / dt$ が負の時には漏れ電流 $I_0$ も負になることがわかる。図1のインバータ4a内の制御回路1では、3相のパルスパターンから $V_0^* = (V_u^* + V_v^* + V_w^*) / 3$ を演算し(\*印は指令値)、 $V_0^*$ の時間変化 $dV_0^* / dt$ が正の時には図1のノイズ低減回路6aのTp1をdt間オン( $V_{p1}$ 出力)、 $V_0$ の時間変化 $dV_0 / dt$ が負の時にはTn1をdt間オン( $V_{n1}$ 出力)して、漏れ電流 $I_0$ を打ち消すようにキャンセル電流 $I_c$ を出力する。

【0020】キャンセル電流  $I_c$  は  $T_{p1}$  をオンした時には、「 $P \rightarrow T_{p1} \rightarrow C2 \rightarrow$  電動機ステータコイルの中性点  $\rightarrow$  インバータ主回路  $\rightarrow N$ 」の経路で流れ、 $T_{n1}$  をオンした時には、「 $P \rightarrow$  インバータ主回路  $\rightarrow$  電動機ステータコイルの中性点  $\rightarrow C2 \rightarrow T_{n1} \rightarrow N$ 」の経路で流れる。

【0021】また、電動機ステータコイルの中性点とフレーム間の静電容量  $C2$  と中性点電位  $V0$  の時間変化  $dV0/dt$  の値より漏れ電流  $I0$  の値は推定可能であるため、 $I0 = I_c$  となるようにノイズ低減回路 6a の  $R1$  を選定すれば、漏れ電流  $I0$  は打ち消され、アース電流  $I_e$  はほぼ 0 となりコモンモードノイズもほぼ 0 となる。なお、抵抗  $R1$  の代わりにコンデンサ（浮遊容量  $C2$  より容量の大きい）を用いてもよい。

【0022】以上のようにこの実施の形態によれば、3 相のインバータ／コンバータが発生するコモンモードノイズを低減することが可能なので、アース系を含めた電力ライン全体のノイズを低減することができる。

【0023】また、コモンモードノイズが電動機や電動機に接続された機械の軸受け部分の静電容量に印加されることによって発生する「軸受電食」の現象を防止する効果もある。

【0024】なお、ここで先行技術文献である特開平 9-37593 号公報と本発明との違いは、公報が主回路  $U, V, W$  の出力を直接使ってコモンモードノイズを低減する方式に対し、本発明は主回路出力より前段階の制御回路のスイッチングパルスが発生する段階でコモンモードノイズを低減するように動作する。つまり、両者には以下の差異がある。

【0025】（1）本発明は、高周波で変化するコモンモードノイズに対して、主回路出力より前段階の制御回路で制御するため、制御遅れが発生することなくコモンモードノイズを低減できる。

（2）上記公報では、高圧のインバータになると主回路の出力を直接制御に用いることが困難になり、絶縁対策等の技術的・コスト的な問題が発生する。これに対し本発明では低電圧の制御回路内で処理するため、インバータが高圧であっても絶縁対策等は不要となる。

【0026】実施の形態 2。図 5、図 6、図 7 及び図 8 を用いて実施の形態 2 を説明する。図 5 に示すインバータ装置は、交流電源 1（単相でも 3 相でも可）に接続された交流を直流に変換する整流回路 2 と、整流回路の出力である直流母線  $P, N$  の両端に接続された平滑用コンデンサ 3 と、直流母線  $P, N$  に接続された 3 相の 3 レベルインバータ 4b と、インバータの出力に接続された 3 相の交流電動機 5 と、ノイズ低減回路 6a から成る。

【0027】3 相の 3 レベルインバータ 4b の内部回路図を図 6 に示す。3 相の 3 レベルインバータ 4b は、12 個のスイッチング素子によって構成され、任意の 3 相交流出力を得るために PWM 制御が行われる。図 6 に

いて、直流母線  $P, N$  の中間電位を仮想中性点としてレベル 0 とし、 $P$  電位を  $+Ed$ 、 $N$  電位を  $-Ed$ （マイナス  $Ed$ ）とすると、3 レベルインバータの各相出力は下記となる。

【0028】 $U$  相：( $US1, US2, US3, US4$ ) = ( $ON, ON, OFF, OFF$ ) の時「 $+Ed$ 」

$U$  相：( $US1, US2, US3, US4$ ) = ( $OFF, ON, ON, OFF$ ) の時「0」

$U$  相：( $US1, US2, US3, US4$ ) = ( $OFF, OFF, ON, ON$ ) の時「 $-Ed$ 」

【0029】 $V$  相：( $VS1, VS2, VS3, VS4$ ) = ( $ON, ON, OFF, OFF$ ) の時「 $+Ed$ 」

$V$  相：( $VS1, VS2, VS3, VS4$ ) = ( $OFF, ON, ON, OFF$ ) の時「0」

$V$  相：( $VS1, VS2, VS3, VS4$ ) = ( $OFF, OFF, ON, ON$ ) の時「 $-Ed$ 」

【0030】 $W$  相：( $WS1, WS2, WS3, WS4$ ) = ( $ON, ON, OFF, OFF$ ) の時「 $+Ed$ 」

$W$  相：( $WS1, WS2, WS3, WS4$ ) = ( $OFF, ON, ON, OFF$ ) の時「0」

$W$  相：( $WS1, WS2, WS3, WS4$ ) = ( $OFF, OFF, ON, ON$ ) の時「 $-Ed$ 」

【0031】3 相 PWM インバータの特徴として ( $Vu, Vv, Vw$ ) = ( $+Ed, +Ed, -Ed$ ) のように 3 相出力の合計が 0 にならないため、3 相出力の中性点電位 =  $(Vu + Vv + Vw) / 3$  はコモンモード電圧として、電動機ステータコイルの中性点を変動させる。

【0032】図 7 に PWM 制御時の  $U, V, W$  相のパルスパターン（出力電圧）例、及びその時の  $U-V$  線間電圧波形と 3 相出力の中性点電圧波形を示す。図 7 から、3 相出力の中性点電位 ( $V0 = (Vu + Vv + Vw) / 3$ ) はほぼ下記パターンのように「 $1/3 \cdot Ed$ 」の電位変化を繰り返していることがわかる。

…「 $-Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $-2/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $-1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「0」 $\rightarrow$ 「 $+1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $+2/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $+Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $+2/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $+1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「0」 $\rightarrow$ 「 $-1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $-2/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $-Ed$ 」…

【0033】上記のように中性点電位  $V0$  は常に変化しながら電動機ステータコイルの中性点を変動させるため、電動機ステータコイルの中性点とフレーム（アース電位）間の静電容量（図 5 の  $C2$ ）を充放電し、漏れ電流  $I0 = C2 \cdot dV0/dt = C2 \cdot (1/3 \cdot Ed) / dt$  が流れる。漏れ電流  $I0$  はアース  $E2 \rightarrow E1 \rightarrow$  電源とアース系統を含めた電力ラインを環流し、コモンモードノイズを発生させる。

【0034】図 8 に中性点電位  $V0 = (Vu + Vv + Vw) / 3$ 、漏れ電流  $I0$  の波形を示す。中性点電位  $V0$  の時間変化  $dV0/dt$  が正の時には漏れ電流  $I0$  も

正、 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ が負の時には漏れ電流 $I_0$ も負になることがわかる。

【0035】図5のインバータ4b内の制御回路2では、3相のパルスパターンから

$$V_0^* = (V_u^* + V_v^* + V_w^*) / 3$$

を演算し、 $V_0^*$ の時間変化 $dV_0^*/dt$ が正の時には図5のノイズ低減回路6aの $T_{p1}$ を $dt$ 間オン( $V_{p1}$ 出力)、 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ が負の時には $T_{n1}$ を $dt$ 間オン( $V_{n1}$ 出力)して、漏れ電流 $I_0$ を打ち消すようにキャンセル電流 $I_c$ を出力する。

【0036】キャンセル電流 $I_c$ は $T_{p1}$ をオンした時には、「 $P \rightarrow T_{p1} \rightarrow C2 \rightarrow$ 電動機ステータコイルの中性点 $\rightarrow$ インバータ主回路 $\rightarrow N$ 」の経路で流れ、 $T_{n1}$ をオンした時には、「 $P \rightarrow$ インバータ主回路 $\rightarrow$ 電動機ステータコイルの中性点 $\rightarrow C2 \rightarrow T_{n1} \rightarrow N$ 」の経路で流れる。

【0037】また、電動機ステータコイルの中性点とフレーム間の静電容量 $C2$ と中性点電位 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ の値より漏れ電流 $I_0$ の値は推定可能であるため、 $I_0 = I_c$ となるようにノイズ低減回路6aの $R$ 1を選定すれば、漏れ電流 $I_0$ は打ち消され、アース電\*

R相:  $(RS1, RS2) = (ON, OFF)$ の時「+Ed」

$(RS1, RS2) = (OFF, ON)$ の時「-Ed」

S相:  $(SS1, SS2) = (ON, OFF)$ の時「+Ed」

$(SS1, SS2) = (OFF, ON)$ の時「-Ed」

T相:  $(TS1, TS2) = (ON, OFF)$ の時「+Ed」

$(TS1, TS2) = (OFF, ON)$ の時「-Ed」

【0041】3相PWMコンバータの特徴として( $V_r, V_s, V_t$ ) = (+Ed, +Ed, -Ed)のように3相入力の合計が0にならないため、3相入力の中性点電位 =  $(V_r + V_s + V_t) / 3$  はコモンモード電圧として、トランス巻線の中性点を変動させる。

【0042】図3にPWM制御時のR、R、T相のパルスパターン(入力電圧)例、及びその時のR-S線間電圧波形と3相出力の中性点電圧波形を示す。図3から、3相入力の中性点電位( $V_0 = (V_r + V_s + V_t) / 3$ )はほぼ下記パターンのように「 $2/3 \cdot Ed$ 」の電位変化を繰り返していることがわかる。

…「-Ed」 $\rightarrow$ 「 $-1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $+1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「+Ed」 $\rightarrow$ 「 $+1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「 $-1/3 \cdot Ed$ 」 $\rightarrow$ 「-Ed」…

【0043】上記のように中性点電位 $V_0$ は常に変化しながらトランス巻線の中性点を変動させるため、トランス巻線の中性点とフレーム(アース電位)間の静電容量(図9の $C2$ )を充放電し、漏れ電流 $I_0 = C2 \cdot dV_0/dt = C2 \cdot (2/3 \cdot Ed)/dt$ が流れる。漏れ電流 $I_0$ はアース $E2 \rightarrow E1 \rightarrow$ 電源とアース系統を含めた電力ラインを環流し、コモンモードノイズを発生させる。

【0044】図4に中性点電位 $V_0 = (V_r + V_s + V$

\*流 $I_e$ はほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0038】実施の形態3. 図9、図10、図4及び図3を用いて実施の形態3を説明する。図9に示すコンバータ装置は、3相の交流電源1に接続されたトランス8と、トランス2次側に接続された交流を直流に変換する3相の2レベルコンバータ2aと、コンバータの出力である直流母線P、Nの両端に接続された平滑用コンデンサ3と、直流母線P、Nに接続されたインバータ4(単相でも3相でも可)と、インバータの出力に接続された交流電動機5と、ノイズ低減回路6aから成る。

【0039】3相の2レベルコンバータ2aの内部回路図を図10に示す。3相の2レベルコンバータ2aは、6個のスイッチング素子によって構成され、任意の3相交流入力を得るためにPWM制御が行われる。図10において、直流母線P、Nの中間電位を仮想中性点としてレベル0とし、P電位を+Ed、N電位を-Ed(マイナスEd)とすると、2レベルコンバータの各相入力は下記となる。

【0040】

$t) / 3$ 、漏れ電流 $I_0$ の波形を示す。中性点電位 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ が正の時には漏れ電流 $I_0$ も正、 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ が負の時には漏れ電流 $I_0$ も負になることがわかる。

【0045】図9のコンバータ2a内の制御回路1では、3相のパルスパターンから

$$V_0^* = (V_r^* + V_s^* + V_t^*) / 3$$

を演算し、 $V_0^*$ の時間変化 $dV_0^*/dt$ が正の時には図1のノイズ低減回路6aの $T_{p1}$ を $dt$ 間オン( $V_{p1}$ 出力)、 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ が負の時には $T_{n1}$ を $dt$ 間オン( $V_{n1}$ 出力)して、漏れ電流 $I_0$ を打ち消すようにキャンセル電流 $I_c$ を出力する。

【0046】キャンセル電流 $I_c$ は $T_{p1}$ をオンした時には、「 $P \rightarrow T_{p1} \rightarrow C2 \rightarrow$ トランス巻線の中性点 $\rightarrow$ コンバータ主回路 $\rightarrow N$ 」の経路で流れ、 $T_{n1}$ をオンした時には、「 $P \rightarrow$ コンバータ主回路 $\rightarrow$ トランス巻線の中性点 $\rightarrow C2 \rightarrow T_{n1} \rightarrow N$ 」の経路で流れる。

【0047】また、トランス巻線の中性点とフレーム間の静電容量 $C2$ と中性点電位 $V_0$ の時間変化 $dV_0/dt$ の値より漏れ電流 $I_0$ の値は推定可能であるため、 $I_0 = I_c$ となるようにノイズ低減回路6aの $R1$ を選定すれば、漏れ電流 $I_0$ は打ち消され、アース電流 $I_e$ はほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0048】実施の形態4. 図11、図12、図7及び図8を用いて実施の形態4を説明する。図11に示すコンバータ装置は、3相の交流電源1に接続されたトランス8と、トランス2次側に接続された交流を直流に変換する3相の3レベルコンバータ2bと、コンバータの出力である直流母線P、Nの両端に接続された平滑用コンデンサ3と、直流母線P、Nに接続されたインバータ4（単相でも3相でも可）と、インバータの出力に接続された交流電動機5と、ノイズ低減回路6aから成る。

【0049】3相の3レベルコンバータ2bの内部回路図を図12に示す。3相の3レベルコンバータ2bは、12個のスイッチング素子によって構成され、任意の3相交流入力を得るためにPWM制御が行われる。図12において、直流母線P、Nの中間電位を仮想中性点としてレベル0とし、P電位を+E<sub>d</sub>、N電位を-E<sub>d</sub>（マイナスE<sub>d</sub>）とすると、3レベルコンバータの各相入力は下記となる。

【0050】R相：(RS1, RS2, RS3, RS4) = (ON, ON, OFF, OFF)の時「+E<sub>d</sub>」

R相：(RS1, RS2, RS3, RS4) = (OFF, ON, ON, OFF)の時「0」

R相：(RS1, RS2, RS3, RS4) = (OFF, OFF, ON, ON)の時「-E<sub>d</sub>」

【0051】S相：(SS1, SS2, SS3, SS4) = (ON, ON, OFF, OFF)の時「+E<sub>d</sub>」

S相：(SS1, SS2, SS3, SS4) = (OFF, ON, ON, OFF)の時「0」

S相：(SS1, SS2, SS3, SS4) = (OFF, OFF, ON, ON)の時「-E<sub>d</sub>」

【0052】T相：(TS1, TS2, TS3, TS4) = (ON, ON, OFF, OFF)の時「+E<sub>d</sub>」

T相：(TS1, TS2, TS3, TS4) = (OFF, ON, ON, OFF)の時「0」

T相：(TS1, TS2, TS3, TS4) = (OFF, OFF, ON, ON)の時「-E<sub>d</sub>」

【0053】3相PWMコンバータの特徴として (V<sub>r</sub>, V<sub>s</sub>, V<sub>t</sub>) = (+E<sub>d</sub>, +E<sub>d</sub>, -E<sub>d</sub>) のように3相入力の合計が0にならないため、3相入力の中性点電位 = (V<sub>r</sub> + V<sub>s</sub> + V<sub>t</sub>) / 3 はコモンモード電圧として、トランス巻線の中性点を変動させる。

【0054】図7にPWM制御時のR、S、T相のパルスパターン（出力電圧）例、及びその時のR-S線間電圧波形と3相入力の中性点電圧波形を示す。図7から、3相入力の中性点電位 (V<sub>0</sub> = (V<sub>r</sub> + V<sub>s</sub> + V<sub>t</sub>) / 3) はほぼ下記パターンのように「1/3・E<sub>d</sub>」の電位変化を繰り返していることがわかる。

…「-E<sub>d</sub>」→「-2/3・E<sub>d</sub>」→「-1/3・E<sub>d</sub>」→「0」→「+1/3・E<sub>d</sub>」→「+2/3・E<sub>d</sub>」→「+E<sub>d</sub>」→「+2/3・E<sub>d</sub>」→「+1/3・E<sub>d</sub>」→「0」→「-1/3・E<sub>d</sub>」→「-2/3・E<sub>d</sub>」→「-E<sub>d</sub>」…

d」→「-E<sub>d</sub>」…

【0055】上記のように中性点電位V<sub>0</sub>は常に変化しながらトランス巻線の中性点を変動させるため、トランス巻線の中性点とフレーム（アース電位）間の静電容量（図11のC2）を充放電し、漏れ電流I<sub>0</sub> = C2・dV<sub>0</sub>/dt = C2・(1/3・E<sub>d</sub>)/dtが流れる。漏れ電流I<sub>0</sub>はアースE2→E1→電源とアース系統を含めた電力ラインを環流し、コモンモードノイズを発生させる。

【0056】図8に中性点電位V<sub>0</sub> = (V<sub>r</sub> + V<sub>s</sub> + V<sub>t</sub>) / 3、漏れ電流I<sub>0</sub>の波形を示す。中性点電位V<sub>0</sub>の時間変化dV<sub>0</sub>/dtが正の時には漏れ電流I<sub>0</sub>も正、V<sub>0</sub>の時間変化dV<sub>0</sub>/dtが負の時には漏れ電流I<sub>0</sub>も負になることがわかる。

【0057】図11のコンバータ2b内の制御回路2では、3相のパルスパターンから

$$V_0^* = (V_r^* + V_s^* + V_t^*) / 3$$

を演算し、V<sub>0</sub>\*の時間変化dV<sub>0</sub>\*/dtが正の時には図11のノイズ低減回路6aのTp1をdt間オン（Vp1出力）、V<sub>0</sub>の時間変化dV<sub>0</sub>/dtが負の時にはTn1をdt間オン（Vn1出力）して、漏れ電流I<sub>0</sub>を打ち消すようにキャンセル電流I<sub>c</sub>を出力する。

【0058】キャンセル電流I<sub>c</sub>はTp1をオンした時には、「P→Tp1→C2→トランス巻線の中性点→コンバータ主回路→N」の経路で流れ、Tn1をオンした時には、「P→コンバータ主回路→トランス巻線の中性点→C2→Tn1→N」の経路で流れる。

【0059】また、トランス巻線の中性点とフレーム間の静電容量C2と中性点電位V<sub>0</sub>の時間変化dV<sub>0</sub>/dtの値より漏れ電流I<sub>0</sub>の値は推定可能であるため、I<sub>0</sub> = I<sub>c</sub>となるようにノイズ低減回路6aのR1を選定すれば、漏れ電流I<sub>0</sub>は打ち消され、アース電流I<sub>e</sub>はほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0060】実施の形態5. 図13、図2、図14及び図3を用いて第5の実施の形態5を説明する。図2と図3に関しては、実施の形態1と同じ動作なので説明を省略する。図13に示すインバータ装置は図1に示すインバータ装置とほぼ同じであるが、ノイズ低減回路6bが2段構成となっている。

【0061】これは図3のパルスパターンにおいて、中性点電位(V<sub>0</sub>)はほぼ「2/3・E<sub>d</sub>」の電位変化を繰り返すと記したが、過渡制御時やパルスの非同期性により、図14に示すようにまれに「4/3・E<sub>d</sub>」の電位変化をする場合もある。

【0062】この時の漏れ電流は、I<sub>0</sub> = C2・dV<sub>0</sub>/dtより「2/3・E<sub>d</sub>」の時の電位変化時よりも大きな値となるため、図13の6bのようにノイズ低減回路のR2の抵抗値をR1より小さな値にすることによってキャンセル電流I<sub>c</sub>のレベルも2段階出力が可能ようにする。そうすることによって、常にアース電流I<sub>e</sub>

はほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0063】実施の形態6. 図15、図6、図16及び図7を用いて実施の形態6を説明する。図6と図7に関しては、実施の形態2と同じ動作なので説明を省略する。図15に示すインバータ装置は図5に示すインバータ装置とほぼ同じであるが、ノイズ低減回路6bが2段構成となっている。

【0064】これは図7のパルスパターンにおいて、中性点電位(V0)はほぼ「 $1/3 \cdot E_d$ 」の電位変化を繰り返すと記したが、過渡制御時やパルスの非同期性により、図16に示すようにまれに「 $2/3 \cdot E_d$ 」の電位変化をする場合もある。

【0065】この時の漏れ電流は、 $I_0 = C_2 \cdot dV_0 / dt$ より「 $1/3 \cdot E_d$ 」の時の電位変化時よりも大きな値となるため、図15の6bのようにノイズ低減回路のR2の抵抗値をR1より小さな値にすることによってキャンセル電流Icのレベルも2段階出力が可能のようにする。そうすることによって、常にアース電流Ieはほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0066】実施の形態7. 図17、図10、図14及び図3を用いて実施の形態7を説明する。図10と図3に関しては、実施の形態3と同じ動作なので説明を省略する。図17に示すコンバータ装置は図9に示すコンバータ装置とほぼ同じであるが、ノイズ低減回路6bが2段構成となっている。

【0067】これは図3のパルスパターンにおいて、中性点電位(V0)はほぼ「 $2/3 \cdot E_d$ 」の電位変化を繰り返すと記したが、過渡制御時やパルスの非同期性により、図14に示すようにまれに「 $4/3 \cdot E_d$ 」の電位変化をする場合もある。

【0068】この時の漏れ電流は、 $I_0 = C_2 \cdot dV_0 / dt$ より「 $2/3 \cdot E_d$ 」の時の電位変化時よりも大きな値となるため、図13の6bのようにノイズ低減回路のR2の抵抗値をR1より小さな値にすることによってキャンセル電流Icのレベルも2段階出力が可能のようにする。そうすることによって、常にアース電流Ieはほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0069】実施の形態8. 図18、図12、図16及び図7を用いて実施の形態8を説明する。図12と図7に関しては、実施の形態4と同じ動作なので説明を省略する。図18に示すコンバータ装置は図11に示すコンバータ装置とほぼ同じであるが、ノイズ低減回路6bが2段構成となっている。

【0070】これは図7のパルスパターンにおいて、中性点電位(V0)はほぼ「 $1/3 \cdot E_d$ 」の電位変化を繰り返すと記したが、過渡制御時やパルスの非同期性により、図16に示すようにまれに「 $2/3 \cdot E_d$ 」の電位変化をする場合もある。

【0071】この時の漏れ電流は、 $I_0 = C_2 \cdot dV_0 / dt$ より「 $1/3 \cdot E_d$ 」の時の電位変化時よりも大

きな値となるため、図15の6bのようにノイズ低減回路のR2の抵抗値をR1より小さな値にすることによってキャンセル電流Icのレベルも2段階出力が可能のようにする。そうすることによって、常にアース電流Ieはほぼ0となりコモンモードノイズもほぼ0となる。

【0072】実施の形態9. 本発明は上述の実施の形態に限定されるものではなく、例えば次の変形が可能である。

(1) 実施の形態5及び実施の形態7の図14において「 $4/3 \cdot E_d$ 」の電位変動の例を示したが、場合によっては「 $2E_d$ 」の電位変動もあり得る。その場合は、図13、図17のノイズ低減回路を3段構成にすることによってコモンモードノイズをほぼ0にすることができる。

【0073】(2) 実施の形態6及び実施の形態8の図16において「 $2/3 \cdot E_d$ 」の電位変動の例を示したが、場合によっては「 $E_d$ 」「 $4/3 \cdot E_d$ 」「 $5/3 \cdot E_d$ 」「 $2E_d$ 」の電位変動もあり得る。その場合は、図15、図18のノイズ低減回路をそれぞれ3、4、5、6段構成にすることによってコモンモードノイズをほぼ0にすることができる。

【0074】実施の形態10. 上記実施の形態ではインバータの負荷は電動機で「Y結線」になっているが、「△結線」でもよく、この場合も電動機のステータとフレーム間の静電容量を介してフレームからアースに流れる電流を低減する。また、負荷は電動機以外のその他の負荷にも適用でき、その負荷の通電部分とケース等の間に生じる静電容量を介して流れる電流を低減する。

【0075】実施の形態11. 実施の形態3では、トランス8が△Y結線であるが、YY結線でも、△△結線でも、Y△結線でも本発明が適用できる。要するにトランス8の漏洩電流を導出して低減するようにすればよい。これらトランスの結線は実施の形態3のみでなく実施の形態4、7、8についても適用できる。

#### 【0076】

【発明の効果】以上のようにこの発明によれば、3相のインバータ／コンバータを制御するスイッチングパターンからコモンモードノイズを演算し、その演算結果に応じてコモンモードノイズを低減するようにしたので、漏れ電流(零相電流)やコモンモード電圧等を検出する手段を付加することなく、また、主回路電圧との絶縁対策を必要としない、低コスト、小型化、及び即応性のある電力変換装置を得ることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1による電力変換装置のブロック図である。

【図2】 この発明の実施の形態1、5による2レベルインバータの主回路構成図である。

【図3】 この発明の実施の形態1、3、5、7による2レベルインバータ／コンバータのスイッチング例を示

10

20

30

40

50



す波形図である。

【図4】 この発明の実施の形態1, 3による制御回路のスイッチングパターンを示す図である。

【図5】 この発明の実施の形態2による電力変換装置のブロック図である。

【図6】 この発明の実施の形態2, 6による3レベルインバータの主回路構成図である。

【図7】 この発明の実施の形態2, 4, 6, 8による3レベルインバータ/コンバータのスイッチング例を示す波形図である。

【図8】 この発明の実施の形態2, 4による制御回路のスイッチングパターンを示す図である。

【図9】 この発明の実施の形態3による電力変換装置のブロック図である。

【図10】 この発明の実施の形態3, 7による2レベルコンバータの主回路構成図である。

【図11】 この発明の実施の形態4による電力変換装置のブロック図である。

【図12】 この発明の実施の形態4, 8による3レベルインバータの主回路構成図である。

【図13】 この発明の実施の形態5による電力変換装置のブロック図である。

【図14】 この発明の実施の形態5, 7による制御回

路のスイッチングパターンを示す図である。

【図15】 この発明の実施の形態6による電力変換装置のブロック図である。

【図16】 この発明の実施の形態6, 8による制御回路のスイッチングパターンを示す図である。

【図17】 この発明の実施の形態7による電力変換装置のブロック図である。

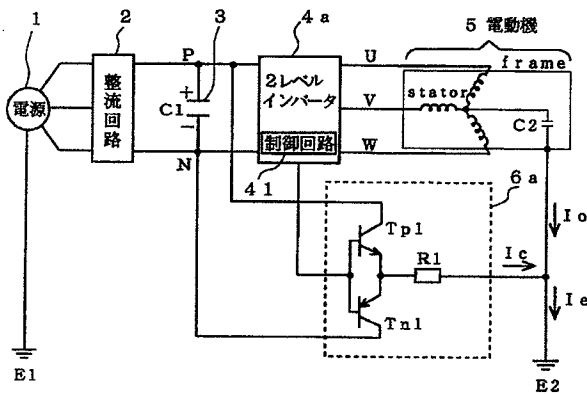
【図18】 この発明の実施の形態8による電力変換装置のブロック図である。

10 【図19】 従来のコモンモードノイズ低減回路を有する電力変換装置のブロック図である。

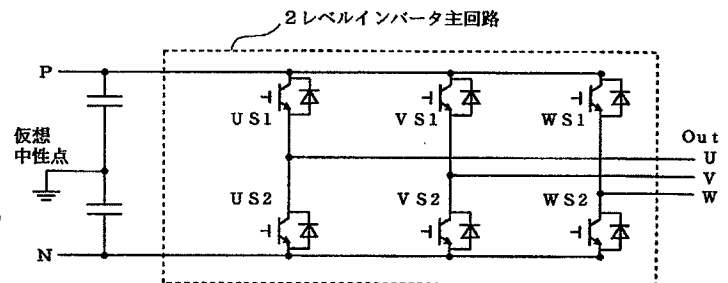
【符号の説明】

- |                     |                 |
|---------------------|-----------------|
| 1 交流電源              | 2 整流回路          |
| 2 a 2レベルコンバータ       | 2 b 3レベルコンバータ   |
| 3 平滑用コンデンサ          | 4 a 2レベルインバータ   |
| 4 b 3レベルインバータ       | 5 電動機           |
| 6 a, 6 b ノイズ低減回路    | 8 トランス          |
| 41, 42, 43, 44 制御回路 | P, N 直流母線       |
| U, V, W 交流出力ライン     | R, S, T 交流入力ライン |

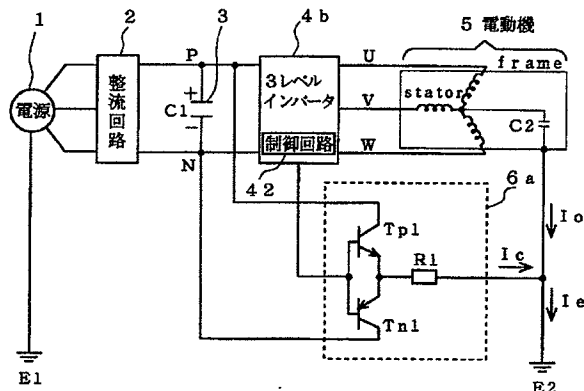
【図1】



【図2】

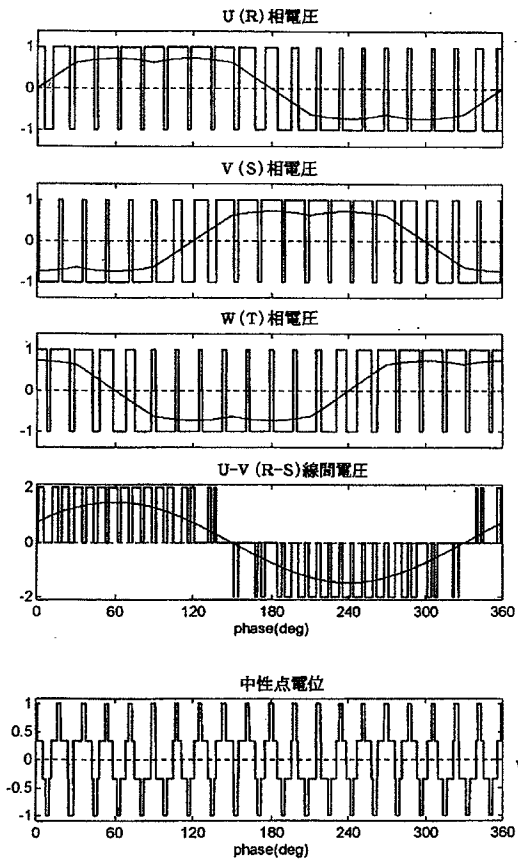


【図5】

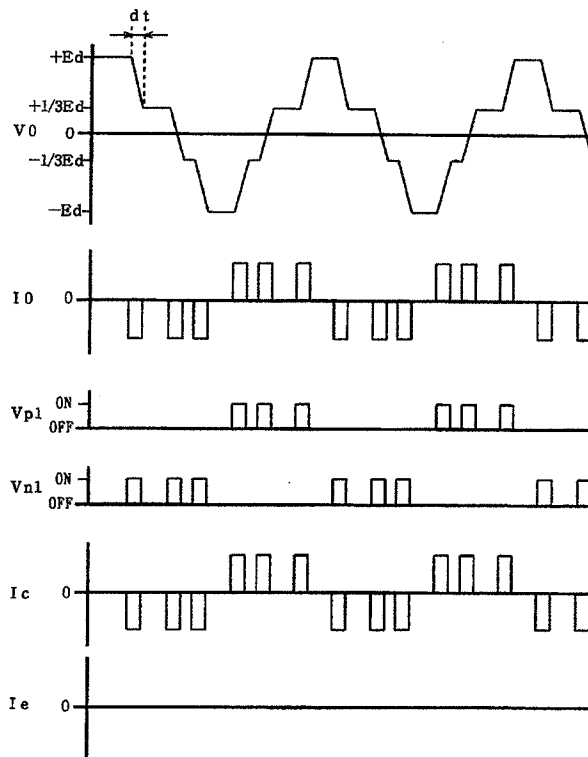


3:平滑用コンデンサ  
6 a:ノイズ低減回路  
P, N:直流母線  
U, V, W:交流出力ライン

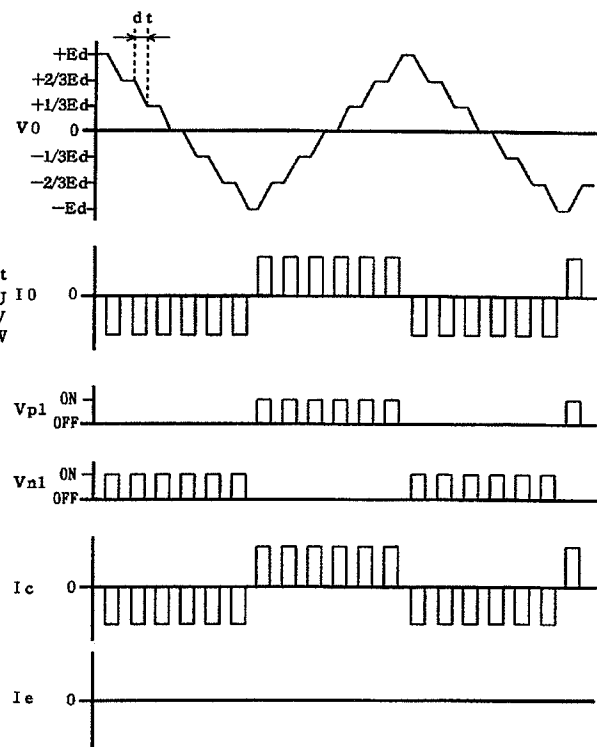
【図3】



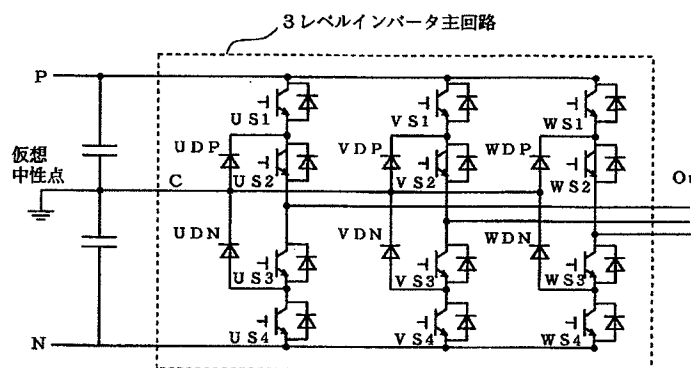
【図4】



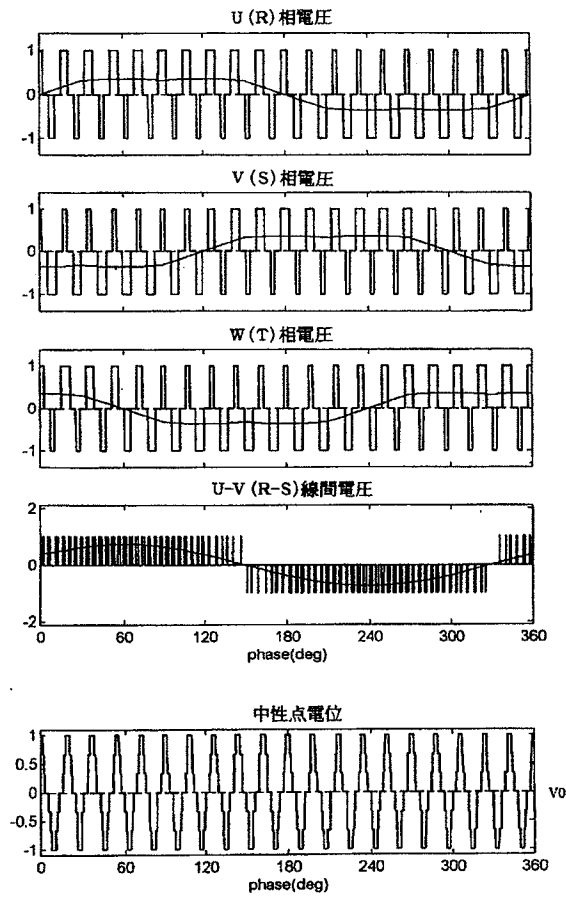
【図8】



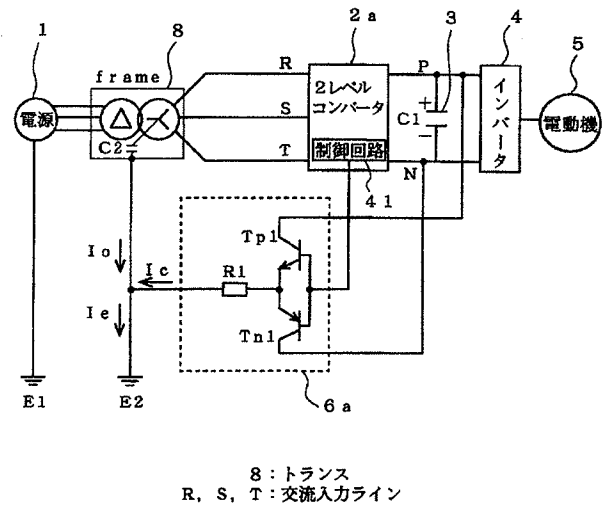
【図6】



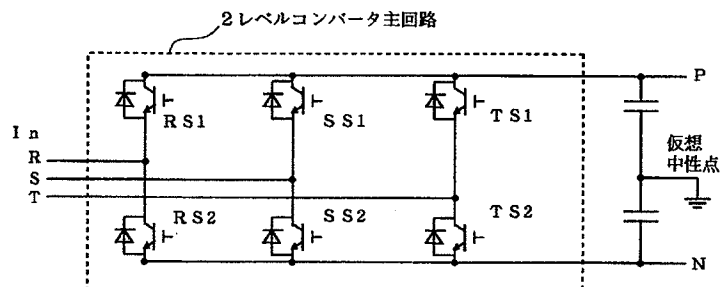
【図7】



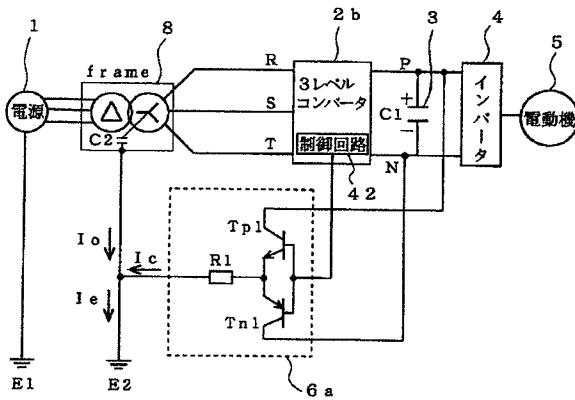
【図9】



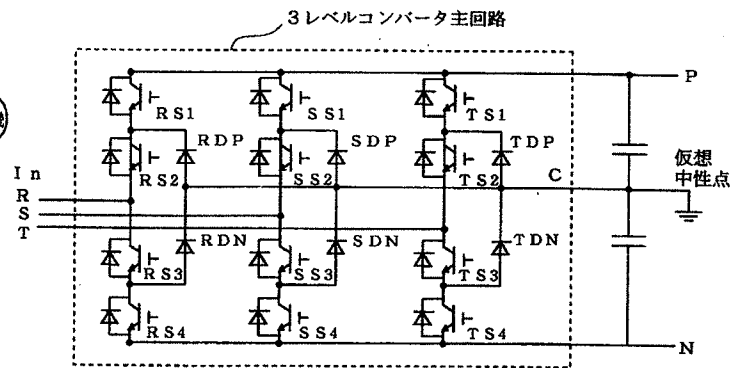
【図10】



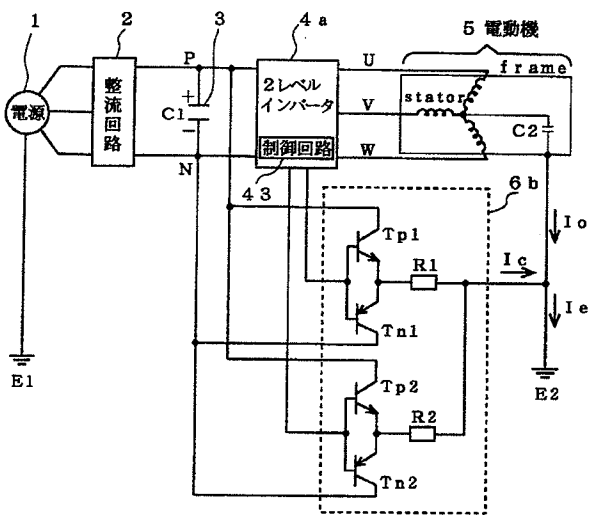
【図11】



【図12】

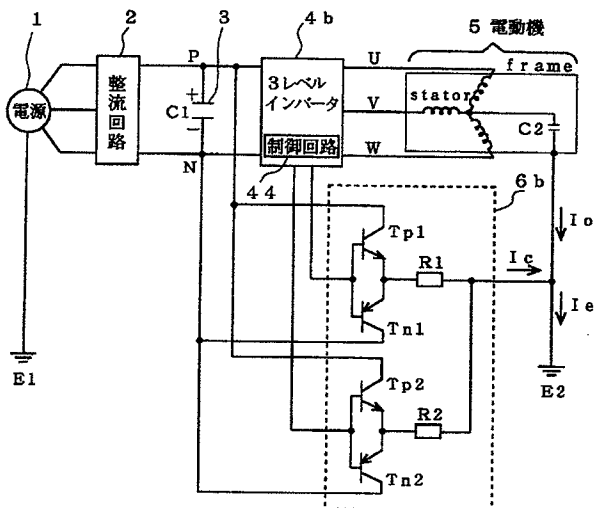


【図13】

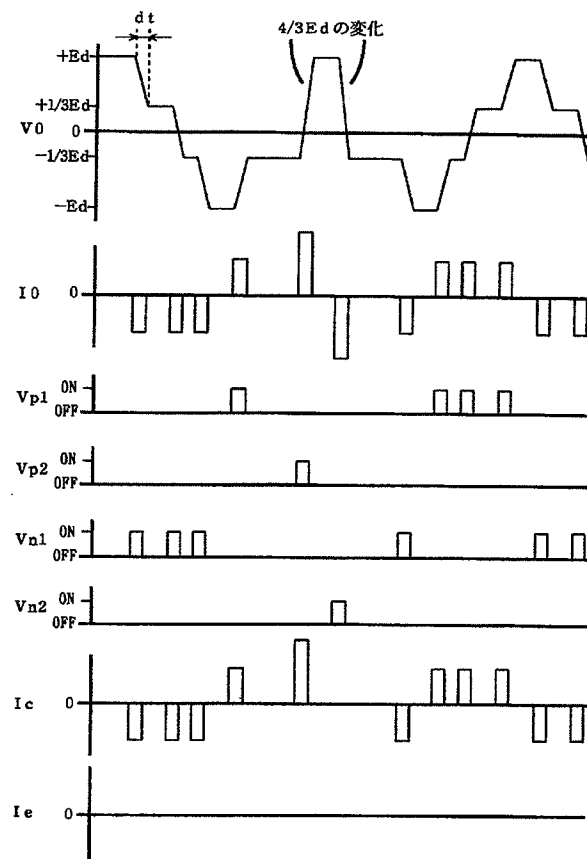


6b: ノイズ低減回路

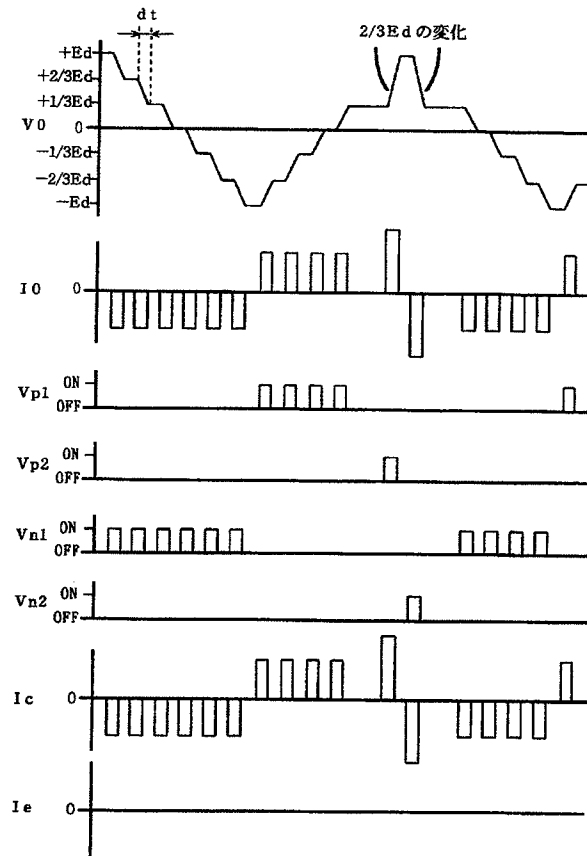
【図15】



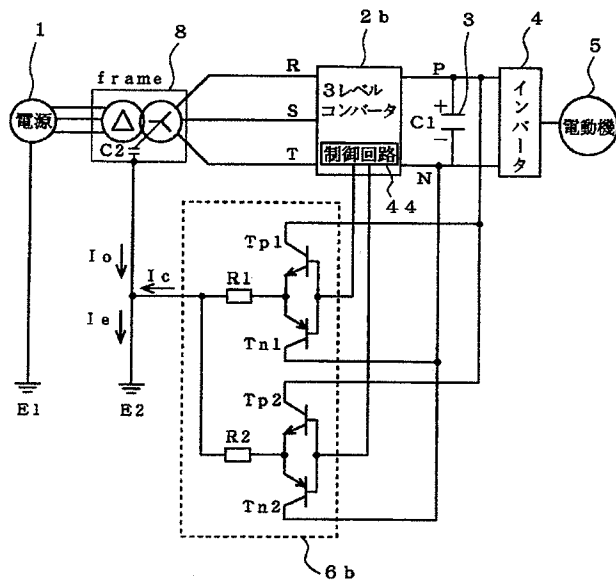
【図14】



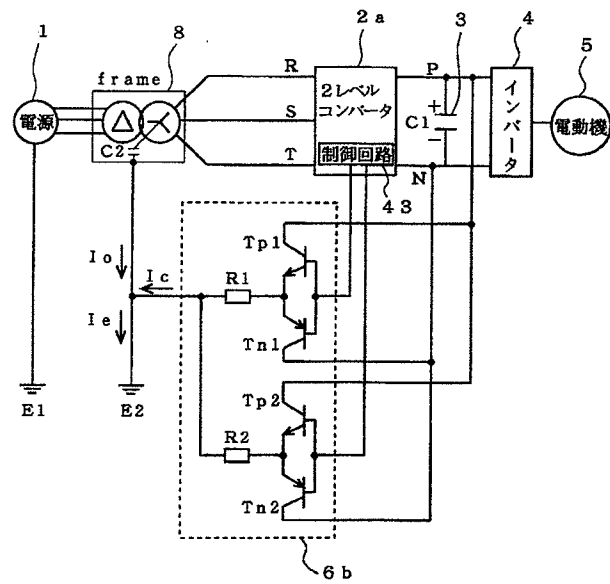
【図16】



【図18】



【図17】



【図19】

